

(19)

JAPANESE PATENT OFFICE

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **10032560 A**(43) Date of publication of application: **03.02.98**

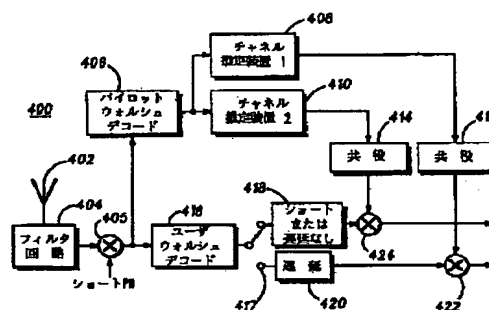
(51) Int. Cl.

**H04J 13/00****H04B 7/26**(21) Application number: **09090149**(22) Date of filing: **25.03.97**(30) Priority: **29.03.96 US 96 624329**(71) Applicant: **MOTOROLA INC**(72) Inventor:  
**LING FUYUN**  
**BORTH DAVID E**  
**FRANK COLIN D**  
**RASKY PHILLIP D**  
**KEPLER JAMES F****(54) METHOD AND DEVICE FOR DEMODULATION IN  
SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION  
SYSTEM AND POWER CONTROL BIT  
DETECTION****(57) Abstract:**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To attain improved demodulation for a spread spectrum communication signal including quick and accurate detection of a power control bit in a spread spectrum system.

**SOLUTION:** A receiver circuit 400 receives a spread spectrum communication signal such as a DS-CDMA signal and conducts inverse spread processing and decoding. A channel phase and a channel gain for a communication channel are estimated from a pilot symbol of a pilot channel. The estimated value is provided to a demodulator 422 to demodulate a symbol of a traffic channel. Furthermore, a channel phase and a channel gain for a power control identifier are estimated from a pilot symbol. The estimated value is provided to a demodulator 424 to demodulate the power control identifier. The traffic channel symbol is delayed by a prescribed time in a delay element 420 before the demodulation. The power control identifier is delayed at a short delay element 418 or not delayed at all before demodulation.

COPYRIGHT: (C)1998,JPO



**This Page Blank (uspto)**

(19) 日本国特許庁 (J P)      (12) 公開特許公報 (A)      (11) 特許出願公開番号  
特開平10-32560  
(43) 公開日 平成10年(1998) 2月3日

(51) Int.Cl. <sup>6</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 J    13/00			H 0 4 J    13/00	A
H 0 4 B    7/26	1 0 2		H 0 4 B    7/26	1 0 2

審査請求 未請求 請求項の数9 FD (全 15 頁)

(21)出願番号	特願平9-90149	(71)出願人	390009597 モトローラ・インコーポレイテッド MOTOROLA INCORPORATED アメリカ合衆国イリノイ州シャンバーグ、 イースト・アルゴンクイン・ロード1303
(22)出願日	平成9年(1997) 3月25日	(72)発明者	フーユン・リン アメリカ合衆国イリノイ州60195、ホフマ ン・エステイツ、マムフォード・ドライブ 4190
(31)優先権主張番号	0 8 / 6 2 4 , 3 2 9	(74)代理人	弁理士 池内 義明
(32)優先日	1996年3月29日		
(33)優先権主張国	米国 (U S)		

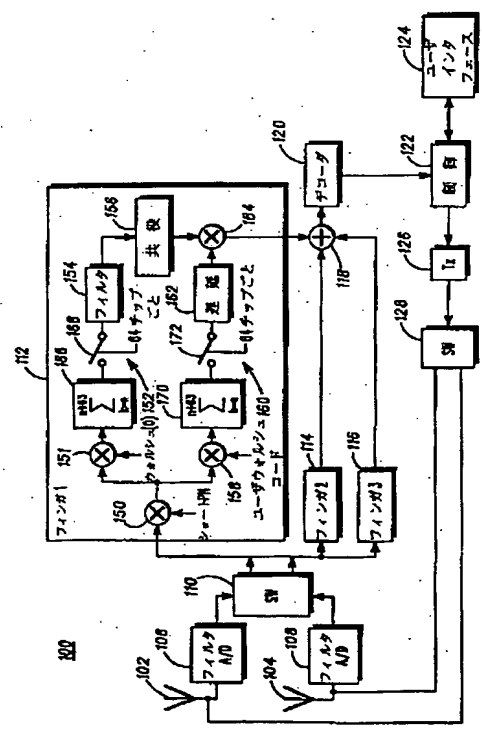
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 スペクトル拡散通信システムにおける復調および電力制御ビット検出のための方法および装置

(57) 【要約】

【課題】 スペクトル拡散システムにおいて、電力制御ビットの迅速かつ正確な検出を含むスペクトル拡散通信信号の改善された復調を可能にする。

【解決手段】 受信機回路400、500はDS-SSMA信号のようなスペクトル拡散通信信号を受信し、逆拡散およびデコードする。パイロットチャネルのパイロットシンボルから通信チャネルのチャネル位相およびチャネル利得を推定する。この推定値はトラフィックチャネルのシンボルを復調するために復調器422に提供される。また、パイロットシンボルから電力制御指示子のためのチャネル位相およびチャネル利得を推定する。この推定値は電力制御指示子を復調するために復調器424に提供される。トラフィックチャネルシンボルは復調前に遅延要素420において所定時間遅延される。電力制御指示子は復調前に短遅延要素418において短時間遅延されるかまったく遅延されない。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 スペクトル拡散通信信号を復調する方法であって、  
通信チャンネルによって前記スペクトル拡散通信信号を受信する段階（150）、  
前記スペクトル拡散通信信号におけるパイロットチャンネル信号を検出し（151）、パイロットシンボルを生成する段階（166）、  
前記通信チャンネルに対する推定されたチャンネル利得および推定されたチャンネル位相を生成する段階（408）、  
前記スペクトル拡散通信信号においてトラフィックチャンネル信号を検出し（158）、トラフィックシンボルを生成する段階（170）、  
前記トラフィックシンボルを第1の所定の時間遅延させ（162）、遅延されたトラフィックシンボルを生成する段階、そして前記推定されたチャンネル利得および前記推定されたチャンネル位相を使用して前記遅延されたトラフィックシンボルを復調する段階（164）、  
を具備することを特徴とするスペクトル拡散通信信号を復調する方法。

【請求項2】 前記パイロットチャンネル信号に応答して電力制御指示子を生成する段階（416）、  
前記電力制御指示子を第2の所定の期間遅延させ（418）遅延された電力制御指示子を生成する段階であって、前記第2の所定の期間は前記第1の所定の期間と異なるもの、そして前記推定されたチャンネル利得および前記推定されたチャンネル位相を使用して前記遅延された電力制御指示子を復調する段階（424）、  
をさらに具備することを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項3】 推定されたチャンネル利得および推定されたチャンネル位相を生成する段階は前記パイロットシンボルをろ波して（408）第1の推定されたチャンネル利得および第1の推定されたチャンネル位相を得る段階、および前記パイロットシンボルをろ波して（410）第2の推定されたチャンネル利得および第2の推定されたチャンネル位相を得る段階を具備し、かつ前記遅延されたトラフィックシンボルを復調する段階は前記第1の推定されたチャンネル利得および前記第1の推定されたチャンネル位相を使用する段階を含み、かつ前記遅延された電力制御指示子を復調する段階は前記第2の推定されたチャンネル利得および前記第2の推定されたチャンネル位相を使用する段階を具備することを特徴とする請求項2に記載の方法。

【請求項4】 前記第2の所定の時間は実質的にゼロミリ秒であることを特徴とする請求項2に記載の方法。

【請求項5】 前記第1の所定の期間は約0.5～2ミリ秒の範囲にあることを特徴とする請求項4に記載の方法。

【請求項6】 前記第1の所定の期間は約0.5～2ミリ秒の範囲にあることを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項7】 さらに前記トラフィックチャンネル信号のみを遅延させて（162）遅延されたトラフィックシンボルを生成する段階を具備することを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項8】 推定されたチャンネル利得および推定されたチャンネル位相を生成する前記段階は前記パイロットシンボルを低域ろ波して（154）前記推定されたチャンネル利得および前記推定されたチャンネル位相を得る段階を具備すること特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項9】 推定されたチャンネル利得および推定されたチャンネル位相を生成する前記段階はさらに、前記低域ろ波する段階の後に、複素共役を発生し（156）前記推定されたチャンネル位相および前記推定されたチャンネル利得を生成する段階を具備することを特徴とする請求項8に記載の方法。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は一般的にはスペクトル拡散無線通信に関する。本発明はより特定のにはパイロットチャンネルを使用するスペクトル拡散通信システム（spread spectrum communication system）における受信機において使用するための復調および電力制御ビット検出のための方法および装置に関する。

## 【0002】

【関連出願の相互参照】本発明は本発明に対応する米国特許出願と同じ日に出願されかつ本発明の譲り受け人に譲渡された、「パイロットチャンネルを備えたスペクトル拡散通信のための復調およびソフトウェイトイングのための方法および装置（Method and Apparatus For Demodulation And Soft-Weighting For Spread Spectrum Communication With A Pilot Channel）」と題する、米国特許出願シリアル番号第08/625,188号（代理人整理番号CE01019R）に関連している。

## 【0003】

【従来の技術】無線システムは無線加入者ユニットのユーザに無線通信を提供する。1つの特定の形式の無線システムはセルラ無線電話システムである。1つの特定の形式の無線加入者ユニットはセルラ無線電話加入者ユニットであり、しばしば移動ステーションと称される、セルラ無線電話システムは一般に公衆交換電話ネットワーク（PSTN）および複数のベースステーションに結合されたスイッチコントローラを含む。該複数のベースステーションの各々は一般に該ベースステーションに近い

## 3

ある地理的領域を画定しカバレッジ領域を生成する。1つまたはそれ以上の移動ステーションがベースステーションと通信し、該ベースステーションは移動ステーションと公衆交換電話ネットワークとの間の呼を可能にする。ベースステーションは前記セル内で動作する移動ステーションと公衆交換電話ネットワーク(PSTN)との間で無線電話通信サービスを提供する。ベースステーションから移動ステーションへのキャリア信号による通信リンクはダウンリンクと称される。逆に、移動ステーションからベースステーションへの通信リンクはアップリンクと称される。セルラ無線電話システムの説明は、1989年、ウィリアム・シー・ワイ・リー(William C. Y. Lee)博士による「移動セルラ通信システム(Mobile Cellular Communications System)」と題する書物に見られる。

【0004】ある特定の形式のセルラ無線電話システムはスペクトル拡散信号方式を使用する。スペクトル拡散信号方式は送信信号によって占有される帯域幅がベースバンド情報信号によって必要とされる帯域幅よりずっと大きいメカニズムとして広く定義できる。2つの部類のスペクトル拡散通信はダイレクトシーケンススペクトル拡散(DSSS)および周波数ホッピングスペクトル拡散(FHSS)方式である。ある信号のスペクトルはそれを広帯域の擬似ランダム符号発生信号により乗算することにより最も容易に拡散することができる。受信機が前記信号を逆拡散(despread)することができるように前記拡散信号は正確に知られていることが重要である。前記2つの技術の要点は各ユーザの送信電力を、ワット/ヘルツでの、帯域幅あたりの電力が非常に小さくなるように広い帯域幅(1-50MHz)にわた

り拡散することである。

【0005】スペクトル拡散信号方式は他の狭帯域技術に対して改善された性能を提供する。周波数ホッピングシステムは妨害または干渉をさけることによりそれらの処理利得(processing gain)を達成する。ダイレクトシーケンスシステムは妨害または干渉減衰技術を使用する。DSSSに対しては、受信機の目的は信号が背景ノイズレベルより低い広い受信帯域幅から送信された信号を拾い出すことである。これを行なうためには、受信機は、信号対雑音比は典型的には-15~30dbであるから、キャリア信号の周波数、変調の形式、擬似ランダムノイズの符号レート、および前記符号またはコードの位相を知らなければならない。前記符号の位相を決定することはこれらの内で最も困難なことである。

【0006】DSSS技術はシステムの複雑さの増大の犠牲を払って、周波数ホッピングと比較して、卓越したノイズ性能を獲得する。さらに、DSSS受信機は1チップ時間(すなわち、部分的または部分整数(subi

## 4

integer)ビット期間)内で受信信号を正しい位相にロックにしかつ追従しなければならない。

【0007】DSSSを使用するセルラ無線電話システムは通常、TIA/EIA標準IS-95にしたがった、ダイレクトシーケンス符号分割多元接続(DS-SSMA)システムとして知られている。該システムにおける個々のユーザは同じ周波数を使用するが個別の拡散コードまたは符号を使用することにより分離される。他のスペクトル拡散システムは、通常DCS1900と称される、1900MHzで動作する無線電話システムを含む。他の無線および無線電話システムも同様にスペクトル拡散技術を使用する。

【0008】スペクトル拡散通信システムにおいては、ダウンリンク送信はパイロットチャネルおよび複数のトラフィックチャネルを含む。パイロットチャネルは全てのユーザによってデコードされる。各々のトラフィックチャネルは単一のユーザによってデコードすることを意図している。したがって、各トラフィックチャネルはベースステーションおよび移動ステーションの双方によって知られた符号を使用して符号化される。パイロットチャネルはベースステーションおよび全ての移動ステーションによって知られた符号を使用して符号化される。

【0009】パイロットチャネルは数多くの目的に使用される。これらのうちには、ダイバシティ結合のためおよびたたみ込みソフトデコード(convolutional soft decoding)のために、移動ステーションの受信機におけるタイミングおよびキャリア位相同期の提供、チャネルの利得の計算または推定およびチャネルによって与えられる位相シフトがある。移動ステーション受信機の性能はチャネル位相およびチャネル利得の推定または計算の精度に依存する。

【0010】受信機においては、パイロットチャネルは逆拡散されて逆拡散チャネル信号を得る。逆拡散パイロットチャネル信号はノイズおよび妨害によって汚染された、チャネル位相およびチャネル利得を含む、チャネル情報を含んでいる。復調およびデコードのために逆拡散パイロットチャネル信号からより正確なチャネル位相および利得情報を抽出しなければならない。

【0011】伝統的には、チャネル位相の推定または計算はチャネル利得の推定とは別個に発生されてきた。典型的には、逆拡散パイロットチャネル信号の位相は位相同期ループをドライブするために使用され、該位相同期ループはコヒーレントな復調のために使用されるべきより正確なチャネル位相の推定値を発生する。逆拡散パイロットチャネルのシンボルの振幅、またはそれらの2乗、は平均されて、ダイバシティ結合およびソフトデコードのためのような、この量が必要な場合にチャネル利得の推定値を発生する。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】このような位相同期ル

ープを使用する構成は多くの状況において適切な性能を提供するが、その性能は通信チャネルの品質が限界的な場合に制約を受ける。そのような状況においては、スペクトル拡散通信信号の復調のためのより良い方法および装置が必要とされる。

【0013】通常のパイロットチャネルおよびトラフィックチャネルの信号に加えて、ダウンリンク送信はまたトラフィックチャネルにおいて電力制御指示子 (power control indicator) を含む。該電力制御指示子は遠隔のベースステーションによって移動ステーションに送信されて移動ステーションの送信電力を制御する。電力制御指示子は伝統的にはいずれの方法によっても符号化されないいくつかのビットを含む。電力制御指示子に応答して、移動ステーションはその送信電力を調整して、フェーディングまたはブロッキング、あるいはこれらの突然の欠如のような、変化するチャネルの条件に適応するようにする。正確な、信頼性ある通信のために、受信電力制御指示子に対する移動ステーションの迅速な応答が必要である。

【0014】したがって、電力制御ビットの高速かつ正確な検出を含む、スペクトル拡散通信信号の復調のための改善された方法および装置のための技術的な必要性が存在する。

#### 【0015】

【課題を解決するための手段】本発明の一態様では、スペクトル拡散通信信号を復調する方法において、通信チャネルによって前記スペクトル拡散通信信号を受信する段階 (150)、前記スペクトル拡散通信信号におけるパイロットチャネル信号を検出し (151)、パイロットシンボルを生成する段階 (166)、前記通信チャネルに対する推定されたチャネル利得および推定されたチャネル位相を生成する段階 (408)、前記スペクトル拡散通信信号においてトラフィックチャネル信号を検出し (158)、トラフィックシンボルを生成する段階 (170)、前記トラフィックシンボルを第1の所定の時間遅延させ (162)、遅延されたトラフィックシンボルを生成する段階、そして前記推定されたチャネル利得および前記推定されたチャネル位相を使用して前記遅延されたトラフィックシンボルを復調する段階 (164) を備えている。

【0016】この場合、前記パイロットチャネル信号に応答して電力制御指示子を生成する段階 (416)、前記電力制御指示子を第2の所定の期間遅延させ (418) 遅延された電力制御指示子を生成する段階であって、前記第2の所定の期間は前記第1の所定の期間と異なるもの、そして前記推定されたチャネル利得および前記推定されたチャネル位相を使用して前記遅延された電力制御指示子を復調する段階 (424) をさらに設けると好都合である。

【0017】また、推定されたチャネル利得および推定

されたチャネル位相を生成する段階は前記パイロットシンボルをろ波して (408) 第1の推定されたチャネル利得および第1の推定されたチャネル位相を得る段階、および前記パイロットシンボルをろ波して (410) 第2の推定されたチャネル利得および第2の推定されたチャネル位相を得る段階を具備し、かつ前記遅延されたトラフィックシンボルを復調する段階は前記第1の推定されたチャネル利得および前記第1の推定されたチャネル位相を使用する段階を含み、かつ前記遅延された電力制御指示子を復調する段階は前記第2の推定されたチャネル利得および前記第2の推定されたチャネル位相を使用する段階を具備するものとしてもよい。

【0018】また、前記第2の所定の時間は実質的にゼロミリセカンドとすることもできる。

【0019】さらに、前記第1の所定の期間は約0.5〜2ミリセカンドの範囲とすることもできる。

【0020】さらに、前記トラフィックチャネル信号のみを遅延させて (162) 遅延されたトラフィックシンボルを生成する段階を設けてもよい。

【0021】また、推定されたチャネル利得および推定されたチャネル位相を生成する前記段階は前記パイロットシンボルを低域ろ波して (154) 前記推定されたチャネル利得および前記推定されたチャネル位相を得る段階を含むものとしてもよい。

【0022】さらに、推定されたチャネル利得および推定されたチャネル位相を生成する前記段階はさらに、前記低域ろ波する段階の後に、複素共役を発生し (156) 前記推定されたチャネル位相および前記推定されたチャネル利得を生成する段階を設けることができる。

#### 【0023】

【発明の実施の形態】新規であると信じられる、本発明の特徴は特に添付の特許請求の範囲に記載されている。本発明は、そのさらに他の目的および利点と共に、添付の図面と組み合わせて以下の説明を参照することにより最もよく理解できる。いくつかの図面においては同じ参照数字は同じ要素を示している。

【0024】次に図1を参照すると、同図は無線電話移動ステーション100の動作上のブロック図を示している。移動ステーション100は第1のアンテナ102、第2のアンテナ104、第1のフィルタ回路106、第2のフィルタ回路108、アンテナスイッチ110、第1の受信機フィンガ (finger) 112、第2の受信機フィンガ114、第3の受信機フィンガ116、コンバイナ118、デコーダ120、コントローラ122、ユーザインタフェース124、送信機126およびアンテナスイッチ128を含む。移動ステーション100は好ましくは複数の遠隔的に位置するベースステーションを含むDS-SS/CDMAセルラ無線電話システムにおいて使用される。各ベースステーションは、固定された地理的領域内の、移動ステーション100

0を含む、移動ステーションに対しおよび移動ステーションから無線周波(RF)信号を送信しかつ受信する送信機を含む。これは移動ステーション100に対する1つの応用を示しているが、移動ステーション100は任意の適切なスペクトル拡散通信システムにおいて使用できる。

【0025】移動ステーション100においては、第1のアンテナ102および第2のアンテナ104はベースステーション(図示せず)へRF信号を送信しかつベースステーションからRF信号を受信する。第1のアンテナ102によって受信されたRF信号は第1のフィルタ回路106においてろ波され、アナログ信号からデジタルデータへと変換されあるいは処理される。同様に、第2のアンテナ104で受信されたRF信号は第2のフィルタ回路108においてろ波され、アナログ信号からデジタルデータへ変換されあるいは処理される。第1のフィルタ回路106および第2のフィルタ回路108は自動利得制御および処理のための中間周波(IF)へのダウンコンバージョンのような他の機能も行なう。

【0026】別の実施形態では、移動ステーション100は単一のアンテナおよび単一のフィルタ回路のみを含むことができる。しかしながら、2つのアンテナおよび関連するフィルタ回路を設けることにより移動ステーション100に空間ダイバシティを提供することができる。空間ダイバシティシステムにおいては、送信された信号は、マルチパス反射または他の原因のため、送信機から受信機における2つのアンテナへのやや異なる経路によって進行する。送信機から2つのアンテナのうちの一方への経路は送信されかつ反射された経路波の位相打消しを引き起こすかもしれないが、他のアンテナへの複数の経路が同時に位相打消しを引き起こす可能性はより少なくなる。アンテナスイッチ110は受信RF信号のソースとして第1のアンテナ102と第2のアンテナ104との間で選択を行なう。

【0027】移動ステーション100は好ましくはある通信チャネルによってスペクトル拡散通信信号を受信するために第1の受信機フィンガ112、第2の受信機フィンガ114および第3の受信機フィンガ116を含むレーキ受信機(rake receiver)を使用する。複数のフィンガを使用したレーキ受信機的设计は伝統的なものである。該レーキ受信機の各フィンガからの出力信号はコンバイナ118によって結合される。第1の受信機フィンガ112の構造および動作は以下により詳細に説明する。好ましくは、第2の受信機フィンガ114および第3の受信機フィンガ116は第1の受信機フィンガ112と実質的に同様に動作する。

【0028】前述のように、コンバイナ118はレーキ受信機フィンガの出力信号を組み合わせかつ受信信号を形成する。コンバイナ118は該受信信号をデコーダ120に提供する。デコーダ120はビタービ(Vite

rb i) デコーダまたは他の形式のたたみ込みデコーダまたは任意の他の適切なデコーダとすることができ。デコーダ120はRF信号によって送信されたデータを復元しかつ該データをコントローラ122へと出力する。コントローラ122は該データを認識可能な音声またはユーザインタフェース124によって使用するための情報へと形成する。コントローラ122は制御情報を受信しかつ制御信号を提供するために移動ステーション100の他の要素に電氣的に結合されている。図1には制御の接続は示されておらず、図面を不当に複雑にしないようにしている。コントローラ122は典型的にはマイクロプロセッサおよびメモリを含む。ユーザインタフェース124は受信した情報または音声をユーザに通信する。典型的には、ユーザインタフェース124は表示装置、キーパッド、スピーカおよびマイクロフォンを含む。

【0029】移動ステーション100から遠隔のベースステーションへの無線周波信号の送信に応じて、ユーザインタフェース124はユーザ入力データをコントローラ122へと送る。コントローラ122はユーザインタフェース124から得られた情報を形成またはフォーマットし(format s)かつそれをRF変調信号への変換のために送信機126へと伝達する。送信機126は前記RF変調信号をアンテナスイッチ128に伝達する。アンテナスイッチ128はベースステーションへの送信のために第1のアンテナ102と第2のアンテナ102との間で選択を行なう。

【0030】信号を受信しかつ復調するためのレーキ受信機フィンガの各々の構造および動作につき、一例として第1の受信機フィンガ112を使用して説明する。本発明によれば、移動ステーション100は通信チャネルによって、好ましくはダイレクトシーケンス符号分割多元接続(DS-CDMA)信号であるスペクトル拡散通信信号を受信するよう構成される。スペクトル拡散通信信号はパイロットチャネルおよび複数のトラフィックチャネルを含む。例えばセルラ無線電話システムにおけるベースステーションの、送信機において、前記パイロットチャネルおよびトラフィックチャネルは異なるウォルシュコード(Walsh codes)を使用して符号化される。典型的には、パイロットチャネルはウォルシュ(0)コードを使用して符号化され、第1のトラフィックチャネルはウォルシュ(2)コードを使用して符号化されるなどである。符号化の後に、信号スペクトルが擬似ランダムノイズ(PN)コードを使用して拡散される。デジタル形式でのスペクトル拡散信号はそれぞれの値が前記PNコードおよび符号化されたデータによって規定される一連のチップ(chips)から構成される。各々のトラフィックチャネルに対するウォルシュ符号化はそのチャネルに対しかつ意図する受信機に対し独自のものである。システムにおける各受信機、またはセ

ル無線電話システムにおける加入者はそれがトラフィックチャンネルをデコードするためにベースステーションと通信するトラフィックチャンネルに対応する独自のウォルシュコードまたはウォルシュ符号を割り当てられる。各受信機はまたパイロットチャンネルをデコードする。本発明によれば、パイロットチャンネルは通信チャンネルのチャンネル位相およびチャンネル利得を推定または計算するために使用される。

【0031】第1の受信機フィンガ112はデスプレッダ (despreader) 150、パイロットチャンネルデコーダ151、パイロットチャンネル加算器152、フィルタ154、共役 (conjugate) 発生器156、トラフィックチャンネルデコーダ158、トラフィックチャンネル加算器160、遅延要素162および復調器164を含む。当業者にはこれらの要素はハードウェアまたはソフトウェアで、あるいは効率および生産性を増強する2つの何らかの組み合わせとして構成できることは認識されるであろう。

【0032】デスプレッダ150はアンテナスイッチ110から移動ステーション100によって受信されたスペクトル拡散通信信号のデジタル表現 (digital representation) を受信する。デスプレッダは擬似ランダムノイズ (PN) コードを該受信信号に適用する。デスプレッダは受信信号を逆拡散して逆拡散信号を生成する。前記PNコードは移動ステーション100に格納されかつベースステーションと移動ステーション100との間の通信チャンネルが開始される時に、例えばベースステーションから、移動ステーション100へ送信される。前記PNコードは移動ステーション100に独自のものであり、したがってベースステーションと通信するいずれの他の受信機も移動ステーション100に送信されたトラフィックチャンネルをデコードすることができない。

【0033】前記逆拡散信号はデスプレッダ150からパイロットチャンネルデコーダ151に提供される。パイロットチャンネルデコーダはパイロットチャンネルコードを前記逆拡散信号に適用してパイロットチャンネル信号を生成する。パイロットチャンネルコードは典型的にはウォルシュコード「ウォルシュ (0)」である。パイロットチャンネルデコーダはデコードされた信号をパイロットチャンネル加算器152に供給する。パイロットチャンネル加算器152は加算器166およびスイッチ168を含む。加算器166は64個の連続するチップを加算してパイロットシンボルを形成する。それぞれの64チップの後に、スイッチ168は加算器166をフィルタ154に結合するよう閉じて受信パイロットシンボルをフィルタ154に提供する。したがって、パイロットチャンネル加算器152はパイロットチャンネルを検出する。

【0034】図1に示された実施形態はもしウォルシュコードがパイロットチャンネルを符号化するために使用さ

れれば適切なものである。ウォルシュ (0) はオール“1”からなるから、パイロットチャンネルがウォルシュ (0) を使用して符号化される場合に何等のデコードも必要ではなくかつパイロットチャンネルデコーダが省略できる。しかしながら、もしパイロットチャンネルを符号化するために他のウォルシュコードまたは他の形式のコーディングが使用されれば、デコーダが必要とされる。そのようなデコーダはパイロットコードを逆拡散信号に適用してパイロットチャンネル信号を生成する。好ましい実施形態では、前記パイロットコードはベースステーションと通信する全てのユーザに共通のものとされる。

【0035】フィルタ154はパイロットチャンネル加算器152からパイロットシンボルを受ける。フィルタ154はパイロットチャンネル信号をろ波して、以下に説明するように、通信チャンネルに対する推定されたチャンネル利得および推定されたチャンネル位相の複素表現を得る。

【0036】通信理論から、もし時間  $nT$  における真のチャンネル利得  $|h(n)|$  および位相  $\phi_h(n)$  が知られていれば、最適の復調は次の数式に従って実施できることが知られている。

$$\text{【数1】 } e^{-j\theta_h(n)} r(n)$$

この場合  $r(n)$  はトラフィックチャンネル加算器160の出力におけるトラフィックチャンネルシンボルである。

【0037】結合 (combining) する上で使用される最適の (最尤: maximum likelihood) ソフト重み付け値は、ノイズが静止したものでありかつ移動ステーション100のおおののフィンガまたはアンテナに対して同じ分散 (variance) を有する場合には、 $nT$  における BPSK 変調シンボルの (符号化された) ビットに対し、

$$\text{【数2】 } |h| e^{-j\theta_h(n)} r(n)$$

の実数部、および、 $nT$  における QPSK 変調シンボルの2つのビットに対して前記数式2の実数部および虚数部である。

【0038】前記数式2によって与えられる量は次のように書くことができる。

$$\text{【数3】 } h^*(n) r(n)$$

この場合、

$$\text{【数4】 } h(n) = |h(n)| e^{j\theta_h(n)}$$

はチャンネル係数の複素表現である。フェーディングのある移動チャンネルに対しては、 $h(n)$  はローパス (low-pass) ランダムプロセスである。 $h(n)$  のスペクトルにおける最も高い周波数は移動通信チャンネルに対するドップラ周波数に等しい。

【0039】複素チャンネル係数は知られていないから、該チャンネル係数の振幅および位相を推定する必要がある。推定されたチャンネル係数は受信機において復調およびソフト重み付け値を発生する上でその真の値の代わりに使用される。特に、 $\hat{h}(n)$  が  $h(n)$  の推定値 (estimate) を示すものとする、結合 (c o

mbining) およびデコードのためのソフト重み付け値は次の数式の実数部および虚数部として計算される。

【数5】  $\hat{h}^*(n) r(n)$

パイロットシンボルをいっしょに使用してチャネルの位相および利得を推定することが可能である。

【0040】パイロットシンボルは次のように表される。

【数6】  $p(n) = \alpha [h(n) + z(n)]$

この場合  $\alpha$  は受信機の構成に依存する定数であり、かつ

$$\hat{h}(n) = \sum_{k=-K_1}^{K_2} w(k) p(n-k)$$

この場合  $w(k)$  は重み付け係数である。  $K_1 > 0$  である場合、復調が行われる前に遅延を導入しなければならない。

【0042】最適の重み付け係数  $w(k)$  は次のように計算できる。

【数8】  $W = R^{-1} \Phi$

この場合重み付けベクトル  $W = [w(-K_1), \dots, w(0), \dots, w(K_2)]^T$  であり、  $R$  は  $p(n-k)$  の自己相関マトリクスであり、かつ  $\Phi$  は  $p(n-k)$  および  $h(n)$  の間の相互相関ベクトルである。これらの値はもし  $h(n)$  の統計量が知られていれば計算できる。

【0043】チャネル変動の統計量が知られていない場合、最適の重み付け係数は正確には決定できない。この状況の一例はドップラ周波数が通信セッションの間に変化しかつ受信機はドップラ周波数の最大値のみを知る場合に発生する。そのような場合、重み付け係数はローパス周波数応答を有することになる。チャネルの最大ドップラ周波数はこのローパス応答の通過帯域内にあるべきである。

【0044】フィルタ154は好ましくはローパスフィルタである。該フィルタの入力はパイロットシンボル  $p(n)$  である。該フィルタの出力はチャネル係数の推定値  $\hat{h}(n)$  である。  $\hat{h}(n)$  は位相および振幅情報の双方を含む複素数である。位相情報はチャネル位相の推定値に対応する。振幅情報はチャネル利得の推定値に対応する。フィルタ154の可能な構成は図2および図3を参照して後に説明する。共役発生器 (conjugate generator) 156はフィルタ154によって生成される信号  $\hat{h}(n)$  の複素共役を決定する。フィルタ154は共役発生器156と組合わせて、通信チャネルに対するチャネル利得およびチャネル位相の複素表現の複素共役の推定値を生成する。前記チャネル位相およびチャネル利得の複素表現の複素共役は復調器164に提供される。

【0045】逆拡散信号はまたデスプレッダ150からデコーダ158へ提供される。デコーダ158はユーザ

$z(n)$  は静止した付加的なホワイトノイズまたは妨害である。いったん受信機が指定されれば  $\alpha$  は変化しないから、一般性を失うことなく、  $\alpha = 1$  とすることができる。

【0041】前記パイロットシンボル  $p(n)$  は  $h$

( $n$ ) の推定値として使用することができる。しかしながら、  $h(n)$  のより正確な推定値は数個の  $p(n)$  にわたり平均することによって次のように得ることができる。

【数7】

特定トラフィックコードを逆拡散信号に適用してトラフィックチャネル信号を生成する。前記ユーザ特定トラフィックコードは移動ステーション100に割り当てられたウォルシュコード「ウォルシュ( $n$ )」である。前記トラフィックチャネル信号はトラフィックチャネル加算器160へ供給される。

【0046】前記トラフィックチャネル加算器160は加算器170およびスイッチ172を含む。加算器170は64個の連続するチップを加算してトラフィックシンボルを形成する。それぞれの64ごとのチップの後に、スイッチ172は閉じて加算器170を遅延要素162に結合し受信トラフィックシンボルを遅延要素162に提供する。従って、トラフィックチャネル加算器160はトラフィックチャネルを検出する。より特定的には、トラフィックチャネル加算器160はトラフィックシンボル  $r(n)$  を検出する。

【0047】遅延要素162は好ましくはFIFO、またはファーストイン・ファーストアウトバッファである。フィルタ154はチャネル利得およびチャネル位相を推定する場合にフィルタ遅延を導入する。遅延要素162はこのフィルタ遅延を補償し推定されたチャネル位相および推定されたチャネル利得が対応するトラフィックシンボルを復調するために確実に使用できるようにする。遅延要素162はスペクトル拡散通信信号を所定の時間遅延させて遅延された信号を生成する。より特定的には、遅延要素162はトラフィックチャネルのトラフィックシンボルのみを遅延させて遅延されたトラフィックシンボルを生成する。

【0048】発明者はDS-CDMAセルラ無線電話においてはトラフィックシンボルを約0.5〜2ミリセカンド遅延させることが最善の結果を提供するものと判定した。より特定的には、発明者は、1.5ミリセカンドに対応する、31シンボルの遅延が最善の結果を生成するものと判定した。これらの条件の下での受信機の性能は知られたチャネル利得およびチャネル位相を使用する理想的な(達成不能な)受信機性能から0.15dB異なるのみである。しかしながら、0.5ミリセカンドま

で遅延を減少させかつ適切なフィルタを使用することにより受信機性能の劣化はほとんどなくなる。

【0049】遅延したトラフィックシンボルは復調器164に提供される。復調器164は前記遅延されたトラフィックシンボルと前記共役発生器156から受信された信号とを乗算し、推定されたチャネル位相および推定されたチャネル利得を使用して遅延されたトラフィックシンボルを復調する。この乗算の結果はさらに処理を行うためにデコード120に供給される。

【0050】次に図2を参照すると、図1の無線電話移動ステーション100において使用するための有限インパルス応答(FIR)フィルタ200のブロック図が示されている。該フィルタ200は図1のフィルタ154のローパスろ波機能を提供するために使用できる。フィルタ200は遅延要素202、204、206、乗算器208、210、212および214、そして加算器216を含む。

【0051】好ましくは、前記フィルタ200は遅延要素202、204、206のような合計61個の遅延要素を使用するが、図面を不当に複雑にしないように図2ではそのすべては示されていない。これらの遅延要素は順次的なフェーズで動作し、パイロットシンボルを遅延要素のチェーンを通して直列的にシフトする。前記遅延要素は直列的に結合され、従って、第1のフェーズの間に、遅延要素202はパイロットチャネル加算器152(図1)から第1のパイロットシンボルを受信する。1パイロットシンボル期間に等しい遅延の後に、第2のフェーズの間に、前記第1のパイロットシンボルは遅延要素202から遅延要素204へと伝達されかつ第2のパイロットシンボルはパイロットチャネル加算器152から遅延要素202へと伝達される。同様に、1パイロットシンボル期間に等しい遅延の後に、第3のフェーズの間に、第1のパイロットシンボルは遅延要素204から遅延要素204と直列接続された次の遅延要素へと伝達され、第2のパイロットシンボルは遅延要素202から遅延要素204へと伝達され、かつ第3のパイロットシンボルはパイロットチャネル加算器152から遅延要素202へと伝達される。

【0052】各フェーズの間に、おのおのの遅延要素に格納されたパイロットシンボルはそれぞれの乗算器208、210、212、214によって重み付け係数と乗算される。好ましくは、フィルタ200は乗算器208、210、212および214のような合計62の乗算器を使用するが、図2にはそのすべてが示されていない。各乗算器は前記遅延要素202、204、206の内の1つに対応する。前記乗算器はそれぞれの遅延要素に記憶された遅延パイロットシンボルを重み付け係数によって乗算する。また、乗算器208は、遅延要素202の入力における、到来パイロットシンボルを重み付け係数によって乗算する。

【0053】前記重み付け係数 $w(k)$ は好ましくは前記数式8に従って計算される。あるいは、前記重み付け係数は任意の適切な方法によって計算することができる。1つの簡単な例では、 $w(k)$ の重み付け係数のすべては1または単位値(unit)とすることができる。そのような構成では、フィルタ200は重み付けなしに所定の数(例えば、42)のパイロットシンボルを平均するローパスフィルタである。好ましくは、前記重み付け係数 $w(k)$ はフィルタ200が上に述べたローパス応答に近い周波数応答をもつように選択される。従って、フィルタ200は所定の数(例えば、61)のパイロットシンボルをサンプルし、サンプルしたパイロットシンボルを重み付け係数によって乗算し、かつその積を組合わせてチャネル利得およびチャネル位相の推定または計算値の複素表現を生成する。

【0054】別の実施形態では、フィルタ154(図1)はローパス無限インパルス応答(IIR)フィルタを使用して実施できる。そのようなIIRフィルタはその通過帯域内でリニアに近い(near-linear)位相応答をもつべきである。

【0055】フィルタ154は注目の周波数におけるグループ遅延によって特徴付けられる。フィルタ200のような、リニア位相FIRフィルタに対しては、該フィルタのグループ遅延は該フィルタの遅延または長さの2分の1に等しい。ノンリニア位相FIRに対しまたはIIRフィルタに対し、グループ遅延は次のように定義される。

【数9】  $d\phi(f)/df|_{f=f_0}$

この場合、 $\phi$ は周波数 $f$ においてフィルタによって導入される位相回転でありかつ $f_0$ は注目の周波数である。本発明によれば、遅延要素162によって導入される遅延は実質的にフィルタ154のグループ遅延に等しい。

【0056】図3は、図1の無線電話移動ステーションにおいて使用するためのフィルタ300のブロック図である。フィルタ300は前置結合器またはプリコンバイナ302、バッファ304、加算器306、アキュムレータ308、および量子化器310を含む。プリコンバイナ302は前記パイロットチャネル加算器152(図1)に結合されかつ、19.2KHzのような、所定のレートで逆拡散パイロットシンボルを受信する。プリコンバイナ302は引き続き受信されるパイロットシンボルを組合わせて結合されたパイロットシンボルを形成する。これはフィルタ300のメモリ要求を低減するよう作用する。例えば、プリコンバイナは、 $p(n)$ および $p(n+1)$ で示される、2つのパイロットシンボルをいっしょに加算して組合わされたパイロットシンボルを生成し、これは次に記憶される。メモリ要求が問題でない用途ではプリコンバイナは省略できる。

【0057】プリコンバイナ302は前記結合されたパイロットシンボルを順次バッファ304内にシフトす

る。バッファは好ましくは前記パイロットチャネル加算器152から受信された42のパイロットシンボルに対応する、21の組合わされたパイロットシンボルを格納する。これはまた1.1ミリ秒のグループ遅延に対応する。

【0058】おのおのの結合されたパイロットシンボル期間の間に、バッファ304は新しい結合されたパイロットシンボルをバッファ304内にシフトしかつ最も古い結合されたパイロットシンボルをバッファ304から出るようシフトする。加算器306はバッファの内容をブリコンバイナ302から加算器306に提供される新しい結合されたパイロットシンボルと加算する。その合計または加算結果はアキュムレータ308内に累積される。前記合計は次に量子化されて回路の複雑さを低減する。この量子化された結果はチャネル位相およびチャネル利得の推定または計算値に対応する。

【0059】前に述べたように、フィルタ300は、好ましくは21のパイロットシンボルまたは1.1ミリ秒に等しい、グループ遅延によって特徴付けられる。本発明によれば、もしフィルタ300がフィルタ154(図1)のろ波機能を提供するために使用されれば、前記遅延要素162によって導入される遅延は実質的にフィルタ300のグループ遅延に等しくなる。

【0060】前に示したように、チャネル位相および利得をいっしょに計算または推定するためにローパスフィルタを使用することによりほぼ最適のDS-CDMAダウンリンク受信機性能が達成できる。この最適に近い性能を達成するため、1~2ミリ秒のオーダで復調遅延を許容することが必要である。そのような適度の遅延は音声通信にとっては許容できるものであるが、ベースステーションから送信されかつ移動ステーションにおいて電力制御指示子として受信される電力制御指示子の検出および復調のためには望ましくない。例えば、DS-CDMA標準を規定する、TIA/EIA仕様IS-95は移動ステーションの出力電力は移動ステーションによる電力制御ビットの受信から500マイクロ秒内にその最終値の0.3dB内に確立されることを要求している。従って、電力制御指示子のために別個の復調が必要とされる。

【0061】トラフィックチャネルの性能を犠牲にすることなく電力制御指示子の検出における遅延を低減するために、本発明はトラフィックチャネル信号の復調から電力制御指示子の復調を分離する。より特定的には、本発明は、上に述べたように、2つの別個の復調器、1つはほとんどまたは全く復調遅延のない電力制御指示子の復調のためおよび他のものはトラフィックチャネル信号の復調に適したより長い遅延を備えたものである。従って、本発明に係わる方法はトラフィックチャネルの位相およびトラフィックチャネルの利得の複素表現をいっしょに計算または推定することおよび電力制御チャネルの

位相および電力制御チャネルの利得の複素表現を別個に計算または推定することを含む。前記トラフィックチャネルの信号はトラフィックチャネル位相およびトラフィックチャネル利得を使用して復調される。前記電力制御指示子は電力制御チャネル位相および電力制御チャネル利得を使用して復調される。

【0062】この手法は都合がよく、それはDS-CDMAシステムに関しては、電力制御ビットは符号化されず(uncoded)かつ符号化されない信号のエラー率カーブは典型的には注目の信号対雑音比範囲において非常に平坦なためである。その結果、本発明は電力制御ビットの復調および検出のためにほとんどまたは全く遅延のないエスティメータ(estimator)を使用する。そのようなゼロまたは低い短遅延チャネルエスティメータを使用することにより発生される電力制御指示子のエラー率は十分な遅延を備えたほぼ最適のエスティメータを使用して発生されるエラー率よりやや劣っているのみである。さらに、アップリンク受信機性能(すなわち、本発明に係わる受信機を導入した移動ステーションから送信を受けるベースステーションにおける受信機)は電力制御指示子のエラー率にそれほど敏感ではない。従って、ゼロまたは短遅延エスティメータの使用によって通信チャネル性能が顕著に劣化することはない。

【0063】復調された電力制御信号および復調されたトラフィック信号は異なる遅延を有するが、これらの遅延はむしろ固定されかつ知られている。従って、コンバイナ118(図1)において受信される復調信号の性質に関して何らの混乱もない。また、本発明のためには2つの別個のチャネルエスティメータを構成する必要があるが、本発明に係わる受信機の複雑さは従来技術の構成に対してそれほど増大しない。3つの可能な実施形態が図4~図6に示されている。

【0064】次に図4を参照すると、図1の移動ステーション100において使用するための受信機回路400の第1の代替動作ブロック図が示されている。受信機回路400はDS-CDMA信号および他のスペクトル拡散通信信号を復調するための、図1に示される、レーキ受信機回路の1つのフィンガとして使用できる。受信機回路400はアンテナ402に結合されるよう構成されかつフィルタ回路404、デスプレッダ405、パイロットチャネルデコーダ406、第1のチャネルエスティメータ408、第2のチャネルエスティメータ410、第1の共役発生器412、および第2の共役発生器414を含む。受信機回路400はさらにトラフィックチャネルデコーダ416、スイッチ417、ショートまたは短遅延要素418、遅延要素420、トラフィックチャネル復調器422および電力制御復調器424を含む。

【0065】動作においては、スペクトル拡散信号は遠隔の送信機によって通信チャネルを介して送信されかつアンテナ402によって検出される。該スペクトル拡散

信号は、図 1 に関して説明したように、フィルタ回路 404 によって処理される。デスプレッダ 405 において、ショート擬似ランダムノイズ (PN) 符号のような逆拡散符号が受信されたスペクトル拡散信号に適用される。該 PN 符号は受信機において信号を逆拡散するためにデスプレッダ 405 において使用される。該デスプレッダ 405 は逆拡散された信号を生成する。

【0066】前記逆拡散された信号はパイロットチャネルデコード 406 に伝達される。パイロットチャネルデコード 406 は、ウォルシュコードのような、コードを前記逆拡散信号に適用して前記信号をデコードしかつデコードされた信号は加算されてパイロットシンボルを生成する。前記コードはシステムのすべてのユーザに共通のものであり、従ってすべてのユーザがパイロットチャネルをデコードできる。パイロットチャネルは、例えば、論理オール“1”からなるデータで構成することができ通信チャネルの位相および利得の決定を可能にする。パイロットチャネルが「ウォルシュ (0)」コードを使用して符号化される、IS-95 による DS-SSMA システムのような用途においては、このウォルシュコードをパイロットチャネルデコード 406 の逆拡散信号に適用する機能は省略できる。パイロットチャネルデコード 406 はパイロットシンボルを生成する。パイロットシンボルは前記第 1 のチャンネルエスティメータ 408 および前記第 2 のチャンネルエスティメータ 410 に供給される。

【0067】第 1 のチャンネルエスティメータ 408 はトラフィックチャネルに対するチャンネル位相およびチャンネル利得を計算または推定し、第 1 の計算されたチャンネル利得および第 1 の計算されたチャンネル位相を生成する。第 1 のチャンネルエスティメータ 408 は、図 2~図 3 に関連して前に説明したように、ローパスフィルタとして、あるいは任意の他の適切な方法で実施できる。例えば、1.5 ミリ秒の遅延を有する 4 次 (fourth order) 無限インパルス応答 (IIR) フィルタはほぼ最適の性能を生み出す。61 タップの有限インパルス応答 (FIR) フィルタはほぼ同じ遅延を備えて同様の性能を生み出す。

【0068】第 1 のチャンネルエスティメータ 408 はある振幅および位相を有しかつ前記チャンネル位相およびチャンネル利得に対応する情報を含む複素数を生成する。この複素数は第 1 の共役発生器 412 に供給され、該第 1 の共役発生器 412 は該複素数の複素共役を決定する。前記複素数の共役はトラフィックチャネル復調器 422 へと供給される。

【0069】第 2 のチャンネルエスティメータ 410 は電力制御指示子または電力制御ビットに対するチャンネル位相およびチャンネル利得を計算または推定し、第 2 の計算されたチャンネル利得および第 2 の計算されたチャンネル位相を生成する。第 2 のチャンネルエスティメータ 410 は

ローパスフィルタとして実施できる。もし IIR エスティメータが受信機回路 400 を実施するために使用されれば、電力制御ビットのためのエスティメータとして別個のワンポール (one-pole) IIR フィルタを使用するのがより効率的である。そのような構成では、第 2 の IIR フィルタはおおのこのパイロットシンボルに対して評価されあるいは求められなければならない。これは計算機的な複雑さを増大するが、そのようなエスティメータは非常に簡単であるためほんのわずかしかな増大しない。第 2 のチャンネルエスティメータの代替実施形態は図 6 を参照して後に説明する。

【0070】第 2 のチャンネルエスティメータ 410 はある振幅および位相を有しかつ電力制御指示子に対するチャンネル位相およびチャンネル利得に対応する情報を含む複素数を生成する。この複素数は第 2 の共役発生器 414 に供給され、該第 2 の共役発生器 414 は前記複素数の複素共役を決定する。前記複素数の共役は電力制御復調器 424 に提供される。前記逆拡散信号はまたトラフィックチャネルデコード 416 に伝達される。前記逆拡散信号はトラフィックデータおよび電力制御指示子の双方を含む。トラフィックデータは遠隔送信機からチャンネルを介して受信機回路 400 に通信される、音声またはデータのような、情報に対応する。トラフィックデータは符号化される。電力制御指示子は遠隔送信機から受信機回路へと送信されて、送信機 126 (図 1) のような、受信機回路と関連する送信機の送信電力を制御するための電力制御情報に対応する。電力制御指示子はたたみ込み (convolutionally) 符号化されない。前記トラフィックチャネルデコードは、ウォルシュコードのような、トラフィックコードを前記逆拡散信号に適用して前記信号をデコードする。前記トラフィックコードは受信機回路 400 に独自のものであり、従って受信機回路 400 を含むシステムにおける他のユーザはその信号をデコードすることができない。トラフィックチャネルデコード 416 は電力制御指示子およびトラフィックデータの双方に対応するトラフィックシンボルを生成する。電力制御指示子に対応するトラフィックシンボルは電力制御シンボルと称される。

【0071】前記スイッチ 417 は選択的に前記トラフィックシンボルを短遅延要素 418 または遅延要素 420 に提供する。トラフィックシンボルが電力制御指示子に対応する場合、スイッチ 417 は該トラフィックシンボルを短遅延要素 418 に提供する。トラフィックシンボルがトラフィックデータに対応する場合、スイッチ 417 は該トラフィックシンボルを遅延要素 420 に提供する。

【0072】遅延要素 420 は前記トラフィックシンボルを第 1 の所定の時間だけ遅延させて遅延されたトラフィックシンボルを構成する遅延されたトラフィックチャネル信号を生成する。ショート遅延要素 418 は電力制

御シンボルを第2の所定の時間だけ遅延させて遅延された電力制御指示子を生成する。遅延要素420はトラフィックシンボルが遅延される第1の所定の時間を確立するファーストイン・ファーストアウト(FIFO)バッファとして実施できる。同様に、ショート遅延要素418はトラフィックシンボルが遅延される第2の所定の時間を確立するFIFOバッファとして実施できる。

【0073】本発明によれば、前記第2の所定の時間は前記第1の所定の時間より小さい。第1のチャネルエスティメータ408は第1のグループ遅延によって特徴付けられる。同様に、第2のチャネルエスティメータは第2のグループ遅延によって特徴付けられる。第2のグループ遅延は好ましくは第1のグループ遅延より短い。前記第1の所定の時間は実質的に前記第1のグループ遅延と等しく確立される。同様に、前記第2の所定の時間は第2のグループ遅延と実質的に等しく規定される。前記第2の所定の時間は好ましくは500ミリ秒より小さく、あるいは前記ショート遅延要素418は適切な精度の性能を維持する一方で受信機の設計の複雑さを低減するため省略することもできる。

【0074】前記ショート遅延要素418は遅延された電力制御指示子を電力制御復調器424に伝達する。遅延要素420は遅延されたトラフィックシンボルをトラフィックチャネル復調器422へと伝達する。トラフィックチャネル復調器422および電力制御復調器424は好ましくは乗算器として実施される。電力制御復調器424は遅延された電力制御指示子を第2の共役発生器414から受信されたチャネル位相およびチャネル利得の複素表現の複素共役によって乗算する。トラフィックチャネル復調器422は遅延されたトラフィックシンボルを第1の共役発生器412から受信されたチャネル位相およびチャネル利得の複素表現の複素共役によって乗算する。復調された電力制御指示子および復調されたトラフィックシンボルは次に、コンバイナ118(図1)におけるのと同様に、さらなる処理を行うのに利用できる。

【0075】図5は、第2の代替の受信機回路500の動作ブロック図を示す。受信機回路500はアンテナ502に結合されるよう構成されかつフィルタ回路504、デスプレッダ504、パイロットチャネルデコーダ506、コーザルまたは因果(causal)フィルタ部508、アンチコーザルまたは非因果(anti-causal)フィルタ部510、加算器512、遅延要素514、第1の共役発生器516および第2の共役発生器518を含む。受信機回路500はさらにトラフィックチャネルデコーダ520、スイッチ521、ショート遅延要素522、遅延要素524、電力制御復調器526およびトラフィックチャネル復調器528を含む。トラフィックチャネル、パイロットチャネルおよび電力制御指示子を有するスペクトル拡散通信信号を検出し、

逆拡散し、デコードしかつ復調するための受信機回路500の動作はほぼ図4に示された受信機回路400の動作と一致しているが、以下に述べるような変更を有している。

【0076】前記因果フィルタ部508および非因果フィルタ部510は一緒にFIRフィルタを形成する。受信機回路500においては、パイロットチャネルデコーダ506は前記パイロット信号を、中央係数(center coefficient)を含めて、FIRフィルタの因果フィルタ部508に提供する。これに応じて、因果フィルタ部508は因果出力(causal output)を発生する。パイロットチャネルデコーダ506はまたパイロットシンボルをFIRフィルタの非因果フィルタ部510に提供する。これに応じて、非因果フィルタ部510は非因果出力(anti-causal output)を発生する。

【0077】前記因果出力は付加的な遅延のない電力制御指示子の復調のためのアーリーチャネル推定値または計算値(early channel estimate)として使用される。因果フィルタ部508は前記因果出力を前記因果出力の複素共役の発生のために第2の共役発生器518に提供する。この複素共役は電力制御復調器526に提供される。電力制御復調器526は前記複素共役およびトラフィックチャネルデコーダ520から受信された電力制御シンボルを乗算し、電力制御シンボルを復調する。

【0078】前記因果出力はまた遅延要素514に提供され、該遅延要素514は前記因果出力を、好ましくは非因果フィルタの長さ等に等しい、所定の時間だけ遅延させて遅延された因果出力を生成する。加算器512は遅延された因果出力および非因果出力を加算することにより最終的なチャネル推定値または計算値を生成する。該加算器は最終的なチャネル推定値または計算値を複素共役の発生のために共役発生器516に提供する。該共役はトラフィックチャネル復調器528に提供される。トラフィックチャネル復調器528は前記複素共役およびトラフィックチャネルデコーダ520から受信されたトラフィックシンボルを乗算し、トラフィックシンボルを復調する。

【0079】1つの変形として、もし制御ビットの復調に対して短い遅延が許されれば、前記因果フィルタ部は少しの、例えばMの、非因果係数を含むべきである。この場合、電力制御シンボルは現在のアーリーチャネル推定値または計算値を使用して復調される前にMシンボルだけ遅延されるべきである。

【0080】図6は、図4の受信機回路400において使用するための電力制御チャネルエスティメータ600の動作ブロック図である。該チャネルエスティメータ600はローパスフィルタの形式になっており前記パイロットシンボルの順次の値を指数的に平均して前記推定

たは計算されたチャネル利得および前記推定または計算されたチャネル位相の複素表現を生成する。チャネルエスティメータ600はシフタ602、加算器604、シフタ606、加算器608、遅延要素610および量子化器612を含む。前記チャネルエスティメータ600はパイロットチャネルデコーダ406からパイロットシンボルを受信する。該パイロットシンボルは8ビットの2進値の形式である。シフタ602は現在のパイロットシンボルを2ビット左にシフトし、10ビットの値を形成する。加算器604は現在のパイロットシンボルに遅延要素610から受信された遅延されたパイロットシンボルを加算する。11ビットの2進値である、その合計はシフタ606によって3ビット右へシフトされる。加算器608はこの値を遅延要素610から受信された遅延されたパイロットシンボルと加算し、10ビットの値を生成する。その合計は次に引き続くパイロットシンボルによる処理のために遅延要素610に提供される。前記合計はまた量子化器612に供給され、該量子化器612は最も上位の8ビットをチャネル推定値または計算値として保持する。

#### 【0081】

【発明の効果】以上から分かるように、本発明は、電力制御ビットを含む、スペクトル拡散通信信号を復調するための方法および装置を提供する。チャネル位相およびチャネル利得はパイロットシンボルを平均しあるいは低域ろ波することにより一緒に推定または計算される。トラフィックシンボルはろ波の遅延を收容するためにやや遅延されている。電力制御ビットは定められた期間内に電力制御ビットを確実に検出しかつ電力制御ビットにตอบสนองするために遅延されないかあるいは少しの時間だけ遅延される。本発明は、本発明に係わるジョイント推定方法はチャネルの位相および利得の双方に対し最適に近い推定値または計算値を提供することを判定している。本発明に従って構成されたDS-SSDMA受信機はチャネル位相推定のために位相同期ループおよび別個のチャネル利得エスティメータを使用する伝統的な設計よりも0.7〜0.9dB良好なフレームエラー率(FER)を提供する。該FERはトラフィックシンボルを復調するために完全なチャネル位相および利得情報を使用して得られる結果からたった0.15dB離れているのみである。さらに、本発明はハードウェアまたはソフトウェアであるいは2つの組合わせで容易に実施できる。さらに、本発明はDS-SSDMA電力制御ビットが500マイクロ秒の規定された期間内に検出できるようにする。

【0082】本発明の特定の実施形態が示されかつ説明されたが、さらなる変更を行うことができる。例えば、チャネル位相およびしチャネル利得を推定するために使用されるフィルタはFIRまたはIIR技術を使用して実施できる。該推定の精度のレベルはフィルタの受け入

れ可能なレベルの複雑さに従ってあつらえることができる。前記第1および第2の複素チャネル推定値を生成するフィルタは実質的に同じとすることができる。また、受信機回路400、受信機回路500およびチャネルエスティメータの演算要素はハードウェアで、ソフトウェアで、あるいは設計の効率および性能を向上させる2つの任意の組合わせで実施できる。従って、添付の特許請求の範囲は本発明の真の精神および範囲内にあるすべてのそのような変更および修正をカバーするものと考え

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】無線電話移動ステーションの動作ブロック図である。

【図2】図1の無線電話移動ステーションにおいて使用するための第1のフィルタを示すブロック図である。

【図3】図1の無線電話移動ステーションにおいて使用するための第2のフィルタのブロック図である。

【図4】図1の無線電話移動ステーションにおいて使用するための受信機回路の第1の別の動作ブロック図である。

【図5】図1の無線電話移動ステーションにおいて使用するための受信機回路を示す第2の別の動作ブロック図である。

【図6】図4の受信機回路において使用するための電力制御チャネルエスティメータを示す動作ブロック図である。

#### 【符号の説明】

100 無線電話移動ステーション

102 第1のアンテナ

104 第2のアンテナ

106 第1のフィルタ回路

108 第2のフィルタ回路

110 アンテナスイッチ

112 第1の受信機フィンガ

114 第2の受信機フィンガ

116 第3の受信機フィンガ

118 コンバイナ

120 デコーダ

122 コントローラ

124 ユーザインタフェース

126 送信器

128 アンテナスイッチ

150 デスプレッタ

151 パイロットチャネルデコーダ

152 パイロットチャネル加算器

154 フィルタ

156 共役発生器

158 トラフィックチャネルデコーダ

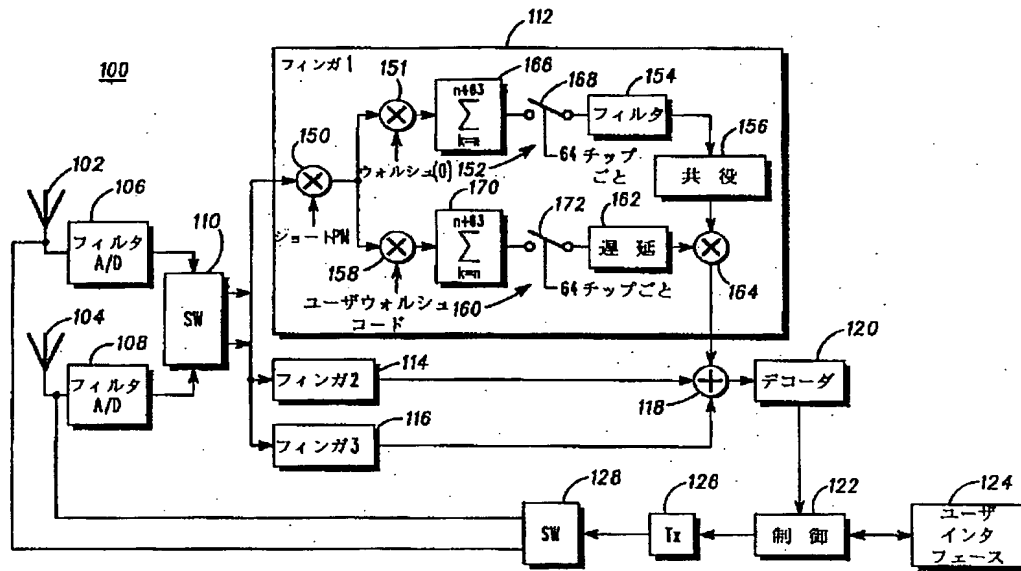
160 トラフィックチャネル加算器

162 遅延要素

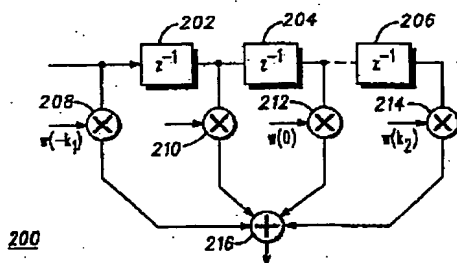
164 復調器  
 400 受信機回路  
 402 アンテナ  
 404 フィルタ回路  
 405 デスプレッタ  
 406 パイロットチャネルデコーダ  
 408 第1のチャネルエスティメータ  
 410 第2のチャネルエスティメータ

412 第1の共役発生器  
 414 第2の共役発生器  
 416 トラフィックチャネルデコーダ  
 417 スイッチ  
 418 ショート遅延要素  
 420 遅延要素  
 422 トラフィックチャネル復調器  
 424 電力制御復調器

【図1】



【図2】



【図6】

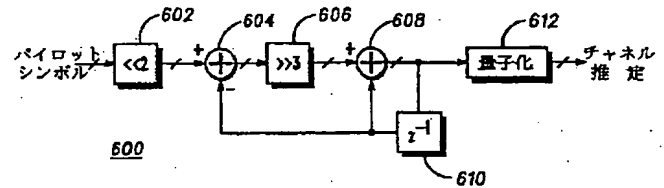


図 300 は、チャネル推定方法のブロック図を示す。入力として「19.2 kHz でのパイロットシンボル」が与えられる。この信号は「9.6 kHz レートで前置結合」ブロック (302) を通過する。その出力は、加算器 (306) に送られる。同時に、この出力は「長さ 21 バッファ」ブロック (304) を通過し、加算器 (306) の他の入力となる。加算器 (306) の出力は「アキュムレータ」ブロック (308) に送られ、その後「量子化」ブロック (310) を通過して「チャネル推定」結果が得られる。

400

402

404

405

フィルタ回路

ショートPN

406

パイロットウォールシュデコード

408

チャンネル推定装置 1

410

チャンネル推定装置 2

414

共役

412

共役

418

ショートまたは  
 fadingなし

424

420

遅延

422

## フロントページの続き

(72) 発明者 デイビッド・イー・ボース  
アメリカ合衆国イリノイ州60067、パラテ  
ィーン、サウス・ハーバード・ドライブ  
825

(72) 発明者 コリン・ディー・フランク  
アメリカ合衆国イリノイ州60657、シカゴ、  
ウエスト・ブロムプトン 729 # 3

(72) 発明者 フィリップ・ディー・ラスキー  
アメリカ合衆国イリノイ州60089、バッフ  
ァロー・グローブ、シェリダン・ロード  
1922

(72) 発明者 ジェイムズ・エフ・ケブラー  
アメリカ合衆国イリノイ州60089、バッフ  
ァロー・グローブ、グリーン・ノールズ  
1211

**This Page Blank (uspto)**